

⑬ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Offenlegungsschrift
⑪ DE 3545263 A1

⑳ Aktenzeichen: P 35 45 263.3
㉑ Anmeldetag: 20. 12. 85
㉒ Offenlegungstag: 25. 6. 87

⑤ Int. Cl. 4:
H 04 L 25/04
H 04 L 25/12
H 04 J 3/00

Behördeneigentum

DE 3545263 A1

㉑ Anmelder:

Deutsche Bundespost, vertreten durch den
Präsidenten des Fernmeldetechnischen
Zentralamtes, 6100 Darmstadt, DE

㉒ Erfinder:

Bertelsmeier, Manfred, Dr.-Ing., 6100 Darmstadt, DE

㉓ Verfahren zur wechsellspannungsgekoppelten Übertragung digitaler Signale auf metallenen Leiterpaaren über Verbindungen jeweils wechselnder Länge

Zur nicht galvanischen Übertragung von digitalen Signalen mit Bitraten bis über 150 Mbit/s auf Koaxialpaaren über jeweils wechselnde Längen wird eine vorausgehende Umcodierung in CMI-Code und der Einsatz sende- und empfangsseitiger nicht veränderlicher Impulsformer vorgeschlagen, die für eine mittlere Kabellänge optimiert sind und die Empfangsimpulse so formen, daß sie zu Abtastzeitpunkten nur einen positiven oder negativen Wert annehmen können, ihre Polarität nicht sprunghaft, sondern allmählich ändern, mit ihren Durchgängen durch die Entscheidungsschwelle genau in der Mitte zwischen zwei Abtastzeitpunkten zu liegen kommen und damit insgesamt unempfindlich gegen Veränderungen der Leiterlänge werden.

Bevorzugte Anwendung ist ein vierdrähtiger passiver Bus zum Anschluß mehrerer Endgeräte an die Netzabschlußseinheit eines ISDN-Breitbandnetzes. Anwendungen für sternförmige Breitbandverteilnetze sind gleichfalls möglich. Mit einem Kleinkoaxialpaar können z. B. 140 Mbit/s über Längen von 0 bis etwa 230 m ohne individuelle Anpaßglieder übertragen werden (Fig. 1).

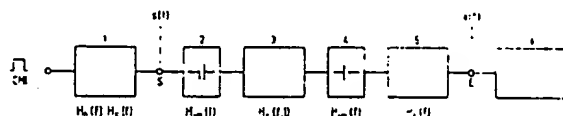


Fig. 1

DE 3545263 A1

Patentansprüche

1. Verfahren zur wechsellspannungsgekoppelten Übertragung digitaler Signale auf metallenen Leiterpaaren, insbesondere Koaxialpaaren, über Verbindungen jeweils wechselnder Länge mit Bitraten bis über 150 Mbit/s, gekennzeichnet durch folgende Merkmale:
- a) Schrittspaltungs-Codierung der zu übertragenden digitalen Signale,
 - b) auf Sende- und Empfangsseite aufgeteilte, nicht veränderliche Impulsformung derart,
 - c) daß die Empfangsimpulse zu Abtastzeitpunkten nur einen positiven oder negativen Wert einnehmen können, daß Polaritätswechsel nicht sprunghaft, sondern allmählich erfolgen, und daß die Durchgänge durch die Entscheider-Schwelle genau in der Mitte zwischen zwei Abtastzeitpunkten zu liegen kommen, mit der Folge, daß die Empfangsimpulse unempfindlich gegen Veränderungen der Leiterlänge werden,
 - d) Auslegung der nicht veränderlichen Impulsformer derart, daß die unter c) genannten Eigenschaften der Empfangs-Impulse dann gerade erreicht werden, wenn die Länge des Leiterpaares näherungsweise dem Mittelwert der kleinsten und größten Länge entspricht, über die die Signale sonst übertragen werden sollen.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß als Schrittspaltungs-Codierung eine CMI-Codierung vorgesehen wird.
3. Verfahren nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Koaxialpaar Teil eines vierdrähtigen passiven Bussystems zum gleichzeitigen Anschluß mehrerer Teilnehmer-Endgeräte an die Netzabschlußeinrichtung eines ISDN-Breitbandnetzes ist.
4. Verfahren nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Koaxialpaar Teil eines sternförmigen Breitband-Verteilernetzes ist.

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur wechsellspannungsgekoppelten Übertragung von Digitalsignalen über metallische Leiterpaare, insbesondere Koaxialkabel, wobei die Bitrate so hoch sein kann, daß die Dauer eines Bit in der Größenordnung von einem Hundertstel der Gesamtlaufzeit auf dem Leiterpaar liegt. Unter dieser Bedingung kommt dem mit der Wurzel aus der Frequenz ansteigenden Dämpfungs- und Phasenmaß des Leiterpaares erhebliche Bedeutung zu. Oft werden in solchen Fällen rechteckförmige Sendesignale verwendet und es wird ohne Entzerrung bzw. Empfangsimpulsformung übertragen, wobei allerdings nur sehr kurze Verbindungslängen erreicht werden. Bei längeren Verbindungen ist es üblich, die Impulsformung auf eine vorgegebene Leiterlänge abzustimmen und bei Änderungen des Dämpfungsmaßes den geänderten Verhältnissen anzupassen, z. B. mit Hilfe von Leitungsnachbildungen oder adaptiven Entzerrern (Bode-Entzerrer, Transversalfilter o. Ä.) siehe z. B. DE-OS 32 41 813 oder DE-OS 34 14 129.

Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren anzugeben, mit dem digitale Signale auf einem metallischen Leiterpaar wechsellspannungsgekoppelt übertragen werden können, dessen Länge in einem weiten Bereich veränderlich ist, ohne daß zur Impulsformung zeitlich veränderliche frequenzabhängige oder frequenzunabhängige Vierpole eingesetzt werden.

Diese Aufgabe wird durch die im Patentanspruch 1 angegebenen Merkmale des Verfahrens nach der Erfindung gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind den Unteransprüchen 2 bis 4 zu entnehmen.

Ein bevorzugter Anwendungsfall der Erfindung ist die Übertragung von Digitalsignalen mit Bitraten in der Größenordnung von 100 Mbit/s in einem passiven Bussystem mit Koaxialpaaren. Der Betrieb eines solchen Bussystems wird durch die Erfindung erst ermöglicht. Auch der Betrieb von Kabelnetzen in Sternform wird durch die Erfindung vereinfacht, da jedes im Stern eingesetzte Endgerät die gleiche einfache Sende- und Empfangsimpulsformung aufweist und an beliebiger Stelle angeschlossen werden kann, ohne daß die Verbindungslänge eine Rolle spielt. Ganz allgemein kommt die Anwendung der Erfindung in Frage, wenn digitale Signale hoher Bitrate zwischen Geräten mit nicht veränderlichen Sende- und/oder Empfangsimpulsformern auf metallischen Leiterpaaren veränderlicher Länge wechsellspannungsgekoppelt, d. h. galvanisch getrennt übertragen werden sollen.

Dabei muß in jedem Fall Abhilfe gegen die starken Impulsverzerrungen geschaffen werden, die durch das frequenzabhängige Dämpfungs- und Phasenmaß des Leiterpaares verursacht werden. Dabei ist zu berücksichtigen, daß die Übertragung wechsellspannungsgekoppelt abläuft. Die Impulsformung wird dadurch erschwert, daß es möglich sein muß, innerhalb weniger Bitdauern von einer Verbindung der Netzabschlußeinheit mit einem Teilnehmerendgerät auf eine andere umzuschalten. Diese kurzen Umschaltzeiten schließen es aus, daß zur Impulsformung zeitlich veränderliche Vierpole zum Einsatz kommen. Es kommen also keine adaptiven Entzerrer in Frage, wie sie sonst in der digitalen Übertragungstechnik üblich sind, wenn lineare Verzerrungen ausgeglichen werden sollen, die im Vergleich zur Bitdauer sehr langsam veränderlich sind. Ebenso scheiden veränderliche frequenzabhängige Vierpole aus, z. B. automatisch geregelte Verstärker, wenn deren Einstellung auf der Bildung eines Mittelwertes über lange Zeit beruht. Eine Festeinstellung der Impulsformer ist beim Bussystem eine notwendige Voraussetzung. In einem Sternnetz wären auch veränderliche Impulsformer denkbar, jedoch führt das Verfahren nach der Erfindung zu erheblichen gerätetechnischen Vereinfachungen und erleichtert den Geräte austausch.

Die Erfindung wird im folgenden anhand von 4 Figuren näher erläutert.

Es zeigen:

Fig. 1 ein Blockschaltbild zur Darstellung des Prinzips
 Fig. 2 a—d Augendiagramme von Empfangsimpulsen am Entscheiderpunkt E der Fig. 1 für verschiedene Kabellängen für nahezu vollkommene Erfüllung der Nyquistbedingungen für die Nennlänge des Leiterpaares
 Fig. 3 das Augendiagramm nach der Sendepulsformung für die bevorzugte Ausführung der Erfindung
 Fig. 4 a—d Augendiagramme am Entscheiderpunkt E der Fig. 1 bei verschiedenen Kabellängen für die bevorzugte Ausführung der Erfindung, bei der die Nyquistbedingungen für die Nennlänge des Leiterpaares nur näherungsweise erfüllt werden.

Das zu übertragende Digitalsignal (Bitrate f_{bit} , Bitdauer T_{bit}) wird zunächst umcodiert. Hierzu wird ein Schrittspaltungscode verwendet. Dies ist ein Code, der aus dem Binärsignal wiederum ein Binärsignal erzeugt, wobei aber Polaritätswechsel nicht nur im Abstand einer ganzen Bitdauer T_{bit} , sondern mit einem Mindestabstand von $T_{bit}/2$ vorkommen. Zur Umcodierung eignen sich verschiedene Schrittspaltungscode, besonders vorteilhaft ist aber der CMI-Code, da er eine besonders einfache Rückgewinnung des Taktes ermöglicht. Schrittspaltungscode und Schaltungen zu ihrer Erzeugung sind bekannt. Neu ist die Kombination solcher Codierungen mit besonderen Impulsformungsmaßnahmen.

Das umcodierte CMI-Signal (Schrittgeschwindigkeit $2 f_{bit}$, Einzelsymboldauer $T_{bit}/2$) ist ein Binärsignal und weist keine Spektralanteile bei der Frequenz Null und bei niedrigen Frequenzen auf. Das hat den Vorteil, daß es wechselspannungsgekoppelt übertragen werden kann, und daß zur Detektion ein Schwellenwert-Entscheider mit nur einer Schwelle ausreicht, die bei Null liegen kann und daher nicht verändert zu werden braucht. Ein weiterer sehr wichtiger Vorteil ist es, daß durch die statistischen Bindungen im codierten Signal die Vielfalt von Folgen positiver und negativer Impulse, die innerhalb der zeitlichen Ausdehnung von Impulsnebensprechen auftreten können, stark herabgesetzt wird. Das Impulsnebensprechen hat auf die Augenöffnung nur noch erheblich verringerte Auswirkungen, weil ungünstige Impulsfolgen durch die Codierung vermieden werden.

Eine weitere Maßnahme, aufgrund derer eine Detektion des Binärsignals auch bei veränderlichem Impulsnebensprechen in weiten Grenzen möglich bleibt, ist die Impulsformung selbst.

Das Prinzip der Signalübertragung und Impulsformung wird anhand eines Modells des Übertragungssystems gemäß Fig. 1 erläutert.

CMI-codierte Rechteckimpulse werden zunächst in einem Sendepulsformer 1 zu einem Sendesignal $s(t)$ mit weniger energiereichen Flanken umgeformt. Dadurch kann der Einfluß praktisch realisierter Sendeschaltungen nachgebildet werden. In Fig. 1 wird der Sendepulsformer 1 als eine Kombination aus zwei Blöcken aufgefaßt, von denen der eine mit der Übertragungsfunktion $H_d(f)$ die Umformung von Rechteck- in Dirac-Impulse vornimmt, der andere mit der Übertragungsfunktion $H_s(f)$ die eigentliche Impulsformung leistet. Schaltungs-technisch werden $H_d(f)$ und $H_s(f)$ jedoch in einem Block realisiert.

An Ein- und Ausgang des Kabels 3 befinden sich Hochpaßfilter 2 und 4, die jeweils die Übertragungsfunktion $H_{HF}(f)$ haben. Nach der Übertragung über das Kabel der Länge l mit der Übertragungsfunktion $H_K(f)$ wird das Signal in einem Empfangs-Impulsformer mit der Übertragungsfunktion $H_E(f)$ entzerrt und so zu dem Empfangssignal $e(t)$ geformt, daß mit Hilfe eines Schwellenwert-Entscheidungers 6 rechteckförmige Impulse gewonnen werden können. In einem nachfolgenden, nicht mehr gezeichneten CMI-Decodierer können dann die ursprünglichen binären Daten wiedergewonnen werden. Bei der Impulsformung und Schwellenwert-Entscheidung ist zu berücksichtigen, daß der Zeitpunkt der Abtastung der Signale am Punkte E' zum Zwecke der CMI-Codierung um $T_{bit}/4$ nach demjenigen Zeitpunkt liegt, zu dem ausschließlich die positiven Nulldurchgänge vorkommen.

Die Kabellänge l ist veränderlich. Die Länge l kann eine Nennlänge (l_n) sein, sie kann sich aber auch auf die minimale Länge Null ($l_{min} = 0$) verringern oder auf eine maximale Länge (l_{max}) vergrößern. Eine solche Längenänderung tritt beispielsweise ein, wenn innerhalb eines Bussystems eine andere Verbindung aktiviert wird, oder wenn ein Endgerät innerhalb eines Sternnetzes an anderer Stelle angeschlossen wird. Dabei verändert sich die Übertragungsfunktion des Kabels $H_K(f)$. Ein wesentlicher Grundgedanke der Erfindung ist es nun, trotz dieser Änderung von H_K die Übertragungsfunktion von Sende- und Empfangsimpulsformer beizubehalten.

Die Impulsformer 1 $H_d(f)$ und Impulsformer 5 $H_E(f)$ sind auf die Nennlänge l_n des Kabels abgestimmt. Eine Kompensation der Hochpaßfilterung wird nicht vorgesehen. Die Filter der Impulsformer sind so dimensioniert, daß sie möglichst toleranz-unempfindlich sind. Dies wird erreicht, wenn die Grenzfrequenz der Hintereinanderschaltung aus Sendefilter, Kabel der Länge l_n und Empfangsfilter bei der Frequenz f_{bit} liegt, und wenn das Signal $e(t)$ dabei das erste und das zweite Nyquistkriterium unter Vernachlässigung der Hochpaßfilterung wenigstens näherungsweise erfüllt.

Dies bedeutet, daß die Polaritätswechsel nicht sprunghaft, sondern allmählich erfolgen, daß die Empfangsimpulse nur einen positiven oder negativen Wert einnehmen können und mit ihren Durchgängen durch die Entscheidungsschwelle genau in der Mitte zwischen zwei Abtastzeitpunkten zu liegen kommen.

Sind die Nyquistkriterien exakt erfüllt, so kommen $e(t)$ Durchgänge durch die Entscheidungsschwelle nur zu Vielfachen der Zeit $T_{bit}/2$ vor, bzw. $e(t)$ nimmt zu Zeitpunkten, die genau zwischen den Nulldurchgängen liegen, nur einen nebensprechfreien positiven oder negativen Wert ein. Dazwischen weist $e(t)$ nur sehr flache Übergänge auf.

Bei dieser Art der Filterung wird eine nicht gleichspannungsgekoppelte Übertragung schrittspaltungscodeierter Signale kaum beeinträchtigt, wenn sich die Länge des Kabels ändert.

Eine Längenzunahme des Kabels von l_n auf l_1 wirkt sich so aus, als werde in die Übertragungsstrecke ein zusätzliches Kabel der Länge $(l_1 - l_n)$ eingefügt. Eine Verkürzung des Kabels l_n auf l_2 wirkt so, als würde in die Anordnung gemäß Fig. 1 ein Verstärker eingefügt, dessen frequenzabhängiges Verstärkungsmaß gerade dem Dämpfungsmaß eines Kabels der Länge $(l_n - l_2)$ entspricht und dessen Phasendrehung die eines Kabels der Länge $(l_n - l_2)$ gerade aufhebt.

Für die weitere Erläuterung der Erfindung ist es von Vorteil, nur noch die Wirkung eines gedachten zusätzlichen Vierpols zu betrachten, dessen Übertragungsfunktion von Kabelkonstanten und bestimmten Differenzlän-

gen ($l - l_n$) abhängt. Zweckmäßig wird diese Übertragungsfunktion nicht in Abhängigkeit von der Differenzlänge selbst beschrieben, sondern in Abhängigkeit von einer Größe a_{Ny} , die das Dämpfungsmaß eines Leiterpaares der Differenzlänge bei der Nyquistfrequenz der ursprünglichen Binärsignale darstellt. Auf diese Weise kann die Erfindung in allgemeiner Weise für beliebige Bitraten und für Kabel verschiedenster Bauform erläutert werden. Positive Werte von a_{Ny} entsprechen einer Verlängerung des Kabels, negative a_{Ny} einer Verkürzung, jeweils ausgehend von l_n .

In Fig. 2a bis 2d sind Augendiagramme dargestellt, die am Punkt E entstehen, wenn das Kabel der Nennlänge l_n so verlängert bzw. verkürzt wird, daß das zur Differenzlänge gehörige Dämpfungsmaß $a_{Ny} = -6$ dB (Fig. 2a), -2 dB (Fig. 2b), 0 dB (Fig. 2c), 4 dB (Fig. 2d) ist. Der Einfluß der Hochpaßfilter deren Grenzfrequenzen in Fig. 2 zu 0.0025 fbit gewählt wurde, ist beispielsweise an der leichten Abweichung des Auges nach Fig. 2c von der idealen Nyquistform zu erkennen. Die Wirkung von Amplitudenverzerrungen bei Längenänderungen ist hauptsächlich von den sich ändernden Amplituden der inneren und äußeren Augenränder erkennbar, den Einfluß von Phasenverzerrungen erkennt man besonders daran, daß die Nulldurchgänge im Vergleich zum idealen Fall nach links oder rechts wandern.

Es ist zu erkennen, daß die Impulse am Punkt E in jedem Fall amplituden-regeneriert werden können. Sie erfüllen auch die Bedingung, gegen schwache Reflexionen innerhalb eines Bussystems genügend unempfindlich zu sein.

Bei Reflexionen sind die reelektierten Amplituden besonders groß, wenn die verursachenden Impulse solche sind, die äußeren Augenberandungslinien entsprechen, und die Auswirkung auf die innere Augenöffnung ist bei gegebenen Reflexionsfaktoren umso günstiger, je kleiner die innere Augenöffnung im Vergleich zur äußeren ist. In allen Fällen gemäß Fig. 2a bis 2d ist aber die innere Augenöffnung jeweils noch etwa mindestens so groß wie die Hälfte der maximalen Signalamplitude.

Besonders ungünstig ist die Störung eines Augendiagramms gemäß Fig. 2d durch Reflexionen von Impulsen gemäß Fig. 2a. Ein solcher Fall kann nach dem Umschalten einer Verbindung innerhalb eines Bussystems auftreten. Aus den Darstellungen ergibt sich aber, daß das Auge gemäß Fig. 2d durch solche Störungen erst dann geschlossen wäre, wenn diese mehr als 15 Prozent der Amplituden nach Fig. 2a erreichte. So hohe Reflexionsfaktoren treten jedoch weder in einem Sternnetz mit einzelnen angepaßten Leitungen noch in einem Bussystem mit angepaßten Abzweigen auf.

Auch die zeitliche Regenerierung der Impulse am Punkt E' ist möglich, und zwar mit einem Takt, dessen Phase den Impulsen am Punkt E' angepaßt wird.

Weil die Nulldurchgänge der Impulse in Fig. 2a bis Fig. 2d jeweils sehr wenig schwanken, entspricht das Signal am Punkt E' stets nahezu einem idealen Rechtecksignal. Wird der Takt für die CMI-Codierung aus diesem Signal abgeleitet, so ist die Decodierung problemlos möglich.

Die Taktphase für die CMI-Decodierung kann aber auch starr auf die Nennlänge l_n abgestimmt werden. Für die Verhältnisse gemäß Fig. 2 ist ein Abtastzeitpunkt etwa $0,21 \cdot T_{bit}$ nach der Zeit der nur positiven Flanke in Fig. 2c günstig. In diesem Fall können sowohl im Fall Fig. 2a als auch im Fall Fig. 2d die amplituden-regenerierten Signale am Punkt E' mit einem Takt gleicher starrer Phase zeitlich regeneriert werden.

Fig. 2a bis 2d gelten, wenn die Impulse am Punkt E für die Nennlänge des Kabels und für Durchschaltungen statt Hochpaßfilterungen die erste und zweite Nyquistbedingung exakt erfüllen. Im folgenden wird ein Ausführungsbeispiel behandelt, bei dem die Nyquistbedingungen nur näherungsweise erfüllt werden, wobei die Abweichung von der ersten Nyquistbedingung stärker ist als die von der zweiten. Zunächst wird für die Impulse am Punkt E eine bestimmte Form mit sinusförmigen Flanken festgelegt. Die Flankendauer ist $T_{bit}/4$. Diese Impulse erfüllen das Toleranzschema der CCITT-Empfehlung G 703. Sie entsprechen sehr gut den Impulsen, die von CMI-Codierern bei Bitraten im Bereich von 100 Mbit/s abgegeben werden. Ein entsprechendes Augendiagramm am Punkt E zeigt Fig. 3, gestrichelt sind die Toleranzgrenzen nach CCITT eingezeichnet.

Für die Hintereinanderschaltung von Kabel und Empfangsimpulsformer wird festgelegt

$$|H_K(f, l_n) \cdot H_E(f)| = \begin{cases} \cos^2 \frac{\pi f}{6 f_{bit}} & 0 \leq |f| < 3 f_{bit} \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases}$$

Phase linear.

Augendiagramme am Punkt E für Kabelverkürzungen bzw. Verlängerungen mit gleichen Schwankungen der Dämpfung bei Nyquistfrequenz $f_{bit}/2$ wie bei Fig. 2a bis 2d sind in Fig. 4a bis 4d dargestellt. Auch in diesen Fällen sind die Impulse auf die oben beschriebene Weise amplituden- und zeit-regenerierbar.

Die in Fig. 2 und in Fig. 4 berücksichtigten maximalen Schwankungen der Dämpfung a_{Ny} können noch überschritten werden. Dies hängt davon ab, ob und bis zu welchem Wert das Verhältnis von innerer zu äußerer Augenöffnung weiter verringert werden soll. Läßt man dafür z. B. den Faktor 4 zu, was wegen der nahezu reflexionsfreien Verlegung des Kabels in einem Sternnetz denkbar wäre, so kann a_{Ny} zwischen etwa -12 dB und $+8$ dB schwanken, also um nahezu das Doppelte wie bei Fig. 2 oder Fig. 4 zugrundegelegt.

Die Nennlänge und maximale Länge eines Kabels, über das mit der erfindungsgemäßen Kombination aus Codierung und Impulsformung übertragen wird, sind aus den Grenzwerten von a_{Ny} unter Annahme eines bestimmten Kabeltyps und einer bestimmten Bitrate zu berechnen. Mit $l_{min} = 0$ ergibt sich l_n aus dem negativen Grenzwert von a_{Ny} , l_{max} folgt aus der Betragssumme der Grenzwerte.

Für eine Bitrate von 140 Mbit/s und für Grenzwerte von -6 dB und $+4$ dB enthält die nachfolgende Tabelle die mit drei verschiedenen Leitertypen erreichbaren Verbindungslängen l_n und l_{max} .

Leitertyp	Innen ϕ Außen ϕ	genähertes Dämpfungsmaß dB/km	l_n/m	l_{max}/m
Normalkoaxialpaar	2,6/9,5	2,36 $\sqrt{\frac{f}{\text{MHz}}} + 3,78 \cdot 10^{-3} \frac{f}{\text{MHz}}$	300	500
Kleinkoaxialpaar	1,2/4,4	5,2 $\sqrt{\frac{f}{\text{MHz}}} + 3,85 \cdot 10^{-3} \frac{f}{\text{MHz}}$	137	228
Antennenkabel	1,1/7,3	6,11 $\sqrt{\frac{f}{\text{MHz}}} + 1,0 \cdot 10^{-2} \frac{f}{\text{MHz}}$	166	193

Wie beispielsweise in der mittleren Zeile der Tabelle für das Klein-Koaxialpaar angegeben, können damit 140 Mbit/s über Längen von 0 bis 230 m ohne individuelle Anpaßglieder übertragen werden. Selbst wenn man das besonders preisgünstige Antennenkabel verwendet, sind noch 193 m möglich. Das dürfte in den meisten Fällen genügen.

- Leerseite -

3545263

3545263

Nummer:
Int. Cl.4:
Anmeldetag:
Offenlegungstag:

35 45 263
H 04 L 25/04
20. Dezember 1985
25. Juni 1987

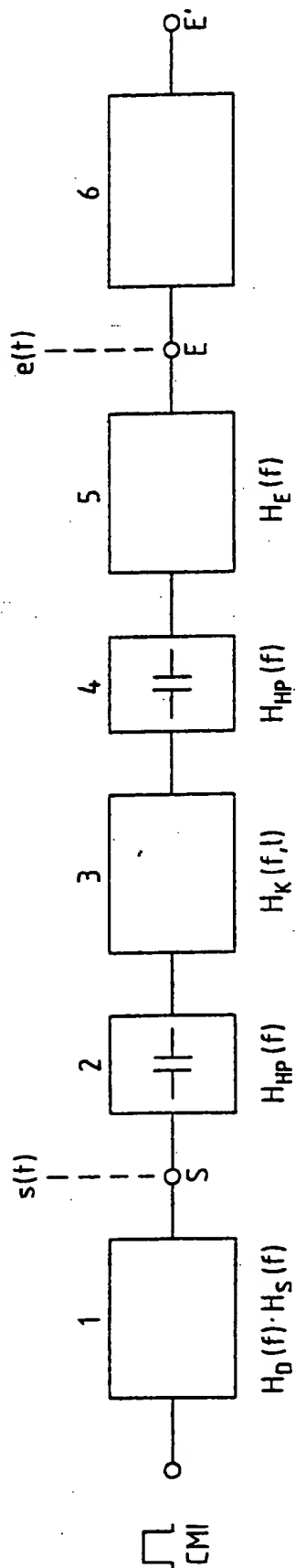


Fig. 1

3545263

20-12-85

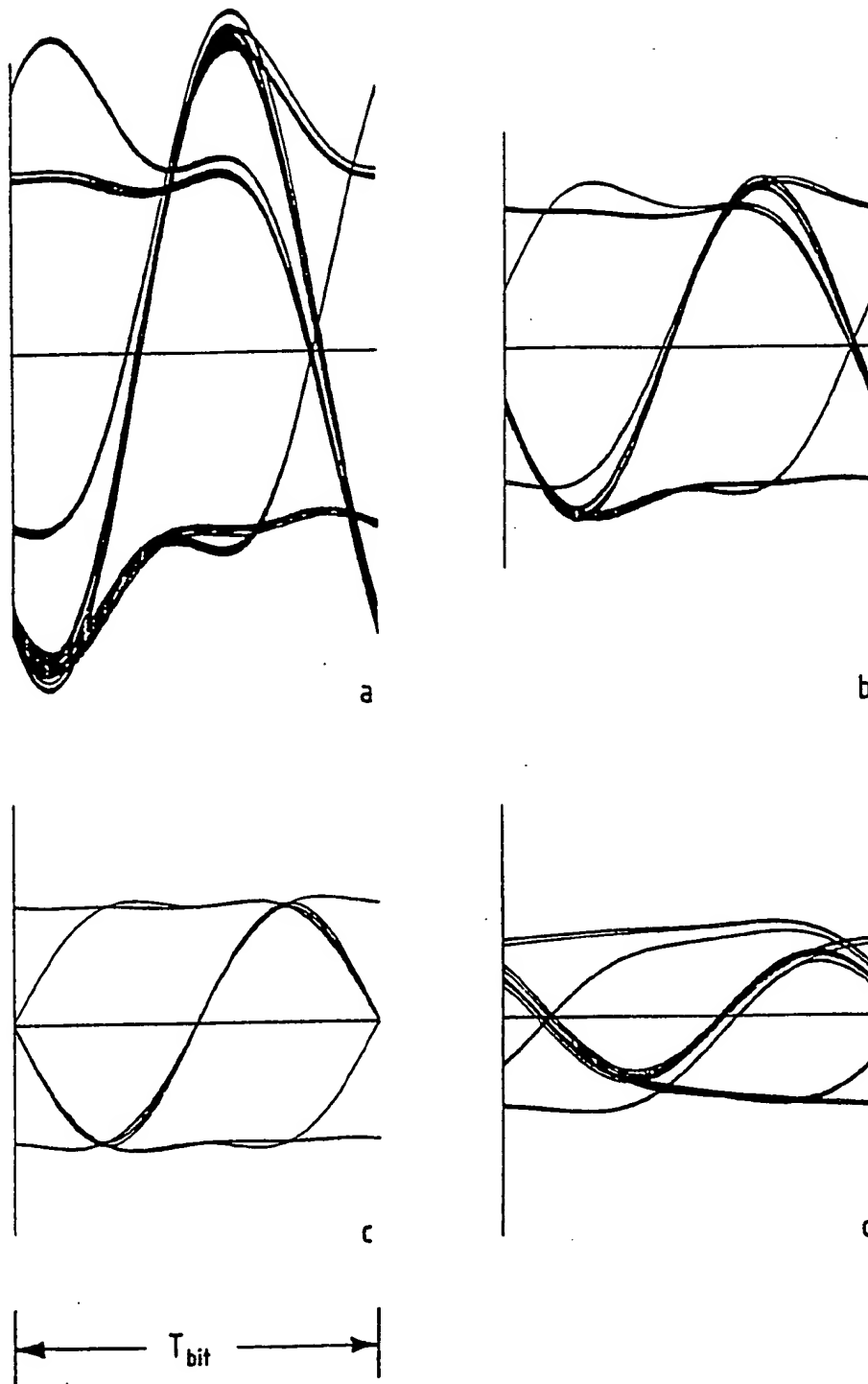


Fig. 2

ORIGINAL INSPECTED

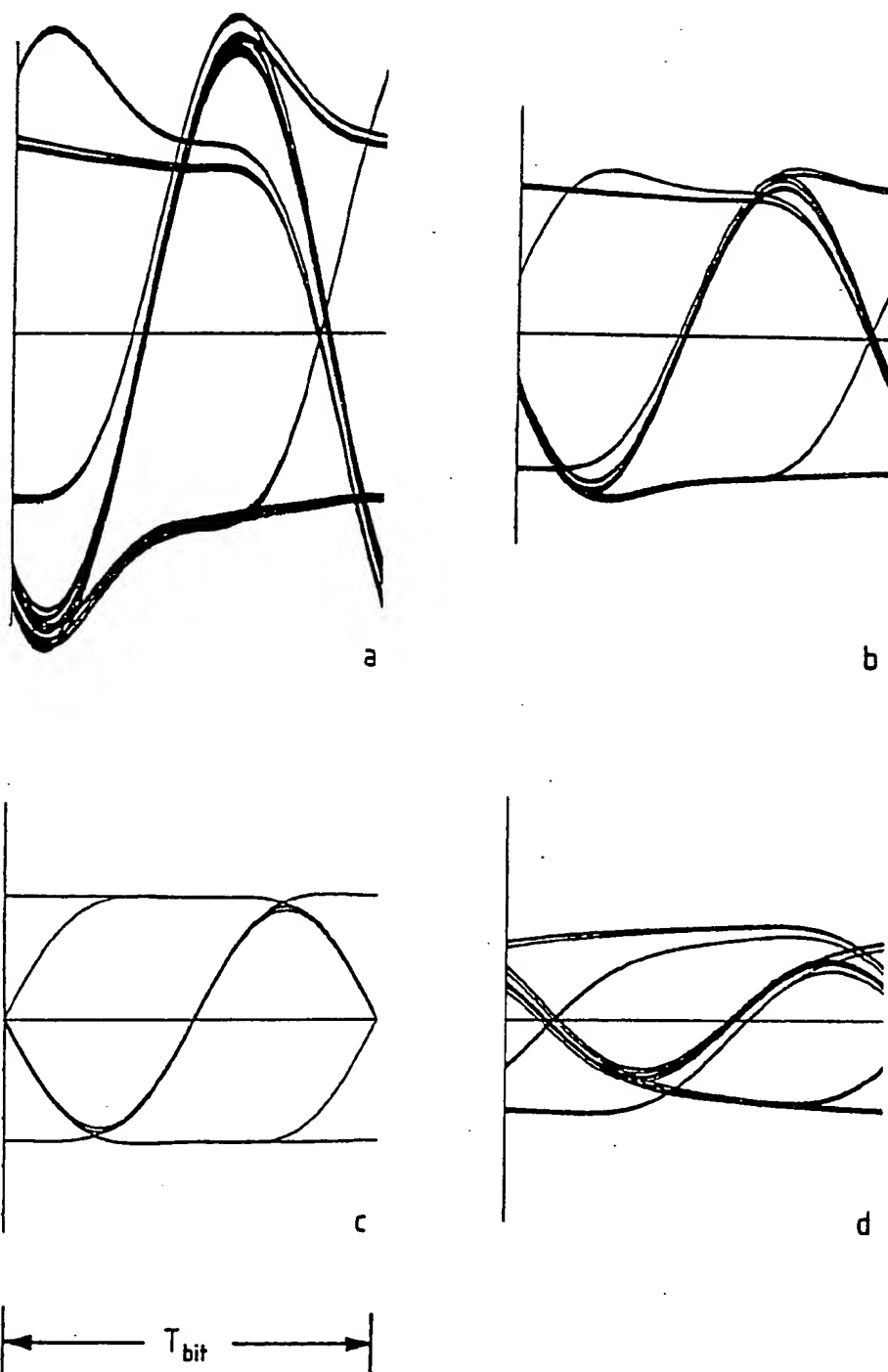


Fig. 4